

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-91751

(43)公開日 平成5年(1993)4月9日

(51)Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 7/48	F	9181-5H		
	M	9181-5H		
	J	9181-5H		
H 0 2 P 1/30		6728-5H		
5/41	3 0 2 Q	8209-5H		

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全 19 頁)

(21)出願番号 特願平3-162094

(22)出願日 平成3年(1991)6月6日

(71)出願人 000005326

本田技研工業株式会社  
東京都港区南青山二丁目1番1号

(72)発明者 清水 元壽

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会  
社本田技術研究所内

(72)発明者 中村 政史

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会  
社本田技術研究所内

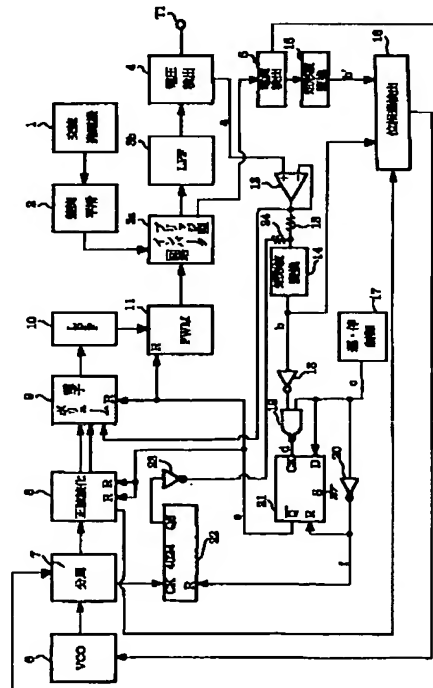
(74)代理人 弁理士 渡部 敏彦

(54)【発明の名称】 携帯用交流電源装置

(57)【要約】

【目的】 誘導電動機等のような一時的に始動大電流が流れる機器を起動する場合に電源装置側の一時的な過負荷負担を軽減しつつその起動特性を改善する。

【構成】 所定周波数の正弦波基準信号を出力する正弦波基準信号形成回路8と、前記正弦波基準信号に基づいてブリッジ型インバータ回路3aをスイッチング駆動することにより前記所定周波数の交流出力を形成させるスイッチング制御回路11と、前記ブリッジ型インバータ回路3aに設けられて負荷電流を検出する電流検出器R31、R32と、前記負荷電流信号により過負荷か否かを検出する電流検出回路5と、過負荷状態のときに前記正弦波基準信号の周波数を自動的に低下させる周波数低下手段7とを備える。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 発電機主出力巻線から出力される交流を整流、平滑して得られた直流をインバータ回路を介して所定周波数の交流出力として出力するように構成した携帯用交流電源装置において、前記所定周波数の基準信号を出力する基準信号形成回路と、前記基準信号に基づいて前記インバータ回路をスイッチング駆動することにより前記所定周波数の交流出力を形成させるスイッチング制御回路と、負荷電流を検出する電流検出回路と、前記負荷電流信号により過負荷状態か否かを検出する過負荷検出回路と、過負荷状態が検出されたときに前記基準信号の周波数を自動的に低下させる周波数低下手段とを備えたことを特徴とする携帯用交流電源装置。

【請求項2】 直流電源回路の出力をスイッチング制御するブリッジ型インバータ回路と、所定周波数の正弦波基準信号を出力する正弦波形成回路と、この正弦波基準信号を入力してパルス幅変調してPWM信号を出力するパルス幅変調回路と、このパルス幅変調回路から出力されるPWM信号に基づいて前記ブリッジ型インバータ回路をスイッチング動作させるスイッチング制御回路と、前記ブリッジ型インバータ回路の出力を成形して正弦波状の交流電力を出力する出力回路とを有する携帯用交流電源装置において、前記ブリッジ型インバータ回路の2つの導通路にそれぞれ設けられ一端が共通ラインに接続された一対の電流検出器と、この一対の電流検出器で検出された一対の負荷電流信号を重ねることにより過負荷状態か否かを検出する過負荷検出回路と、過負荷状態が検出されたときに前記基準信号の周波数を自動的に低下させる周波数低下手段とを備えたことを特徴とする携帯用交流電源装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は携帯用交流電源装置に関し、特に誘導電動機の円滑駆動に関する。

## 【0002】

【従来の技術】近年、携帯用の交流電源装置には、出力周波数を安定化させるためにインバータ装置を使用することが多くなってきており、例えばエンジンで駆動される交流発電機によって商用周波数の交流電力を出力する携帯用交流電源装置においては、エンジンを回転数の高い領域にて運転させて発電機から高出力の交流電流を得、この交流電流を一旦直流に変換した後、インバータ装置により商用周波数の交流に変換して出力するようにした装置が、実開昭59-132398号公報等によって知られている。

【0003】ところで、このような交流電源装置において、その使用用途によっては出力波形をできるだけ正弦波に近似したものにしたいという要請があり、この要請に応えるべく上記インバータ装置にパルス幅変調(PWM)方式を採用した交流電源装置も検討され始めている

(特開昭60-82098号公報)。

【0004】ところで、以上のような携帯用交流電源装置においては、その出力回路保護のために種々の工夫がなされているが、電源装置の出力特性や負荷の特性によっては出力される負荷電流の大小がそのまま負荷状態を表わす指標となっていない場合があり、適切な保護システムを構成していない一面があった。例えば、ただ単に負荷電流が大きくなったときに出力を遮断するというような構成では、電動機等のように始動時に一時的に大電流が流れるような負荷装置が電源装置の出力回路に接続された場合、負荷装置の始動時に必要以上に出力を遮断してしまう可能性があり、上記出力回路の最適な保護システムとはなっていない。

【0005】以上に鑑み、本願出願人は、インバータ制御方式の交流電源装置に対してではあるが、過電流状態を検出したときには一定時間のみ出力を停止し、この一定時間後に再び通電する、といった動作を繰返しながら電動機等の始動が行なえるシステムを提案している(特開昭63-114527号公報)。これは、大電流の通電時間を間欠制限することによって、平均通電電流値を低くおさえようとするものになっている。

## 【0006】

【発明が解決しようとする課題】ところで、この種の携帯用交流電源装置の負荷としては、誘導電動機(例えば建設工事現場で使用されるエアコンプレッサ用誘導電動機)が使用される場合が多いがこの種のインダクタンス負荷の始動電流に着目すると、周波数が低くなると負荷自体の出力パワーは低下するものの始動電流の大きさも小さくなる。例えば50Hzと60Hzとの共用負荷の場合、インダクタンスの影響から、60Hzの方が(周波数の高い方が)多量の起動電力(定電圧時では多量の起動電流)が必要となる。

【0007】したがって、始動時の過渡状態では周波数を低下させて負荷の出力パワー自体を小さくしてもともと過渡状態であるから大きな影響はなく、この過渡状態を経過後は直ちに通常の周波数に戻すことによって、通常の運転時には悪影響を生じない。

【0008】本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、大電流の通電時間を間欠制限することによって平均通電電流値を低下させるという方式とは着眼点を変え、出力周波数を一時的に低下させることによって負荷の実質的な出力パワーを一時的に低下させ、これによって始動電流を小さく押さえながら円滑に誘導電動機等を起動できるように構成した携帯用交流電源装置を提供することにある。

## 【0009】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明は、発電機主出力巻線から出力される交流を整流、平滑して得られた直流をインバータ回路を介して所定周波数の交流出力として出力するように構成した携帯

用交流電源装置において、前記所定周波数の基準信号を出力する基準信号形成回路と、前記基準信号に基づいて前記インバータ回路をスイッチング駆動することにより前記所定周波数の交流出力を形成させるスイッチング制御回路と、負荷電流を検出する電流検出回路と、前記負荷電流信号により過負荷状態か否かを検出する過負荷検出回路と、過負荷状態が検出されたときに前記基準信号の周波数を自動的に低下させる周波数低下手段とを備えるようにしたものである。

【0010】

【作用】本発明による携帯用交流電源装置においては、過負荷状態となると一時的に出力周波数を低下させて、誘導電動機等の負荷に対する始動過渡状態に対応するように動作する。

【0011】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

【0012】図1は、本発明による携帯用交流電源装置の一実施例を示す回路図である。同図において、交流発電機1の出力側は整流平滑回路2の入力側に接続され、整流平滑回路2の出力側はブリッジ型インバータ回路3aの入力側に接続され、ブリッジ型インバータ回路3aの出力側はLPF（低域ろ波器）3bおよび電流検出回路5の入力側に接続され、LPF3bの出力側は電圧検出器4を介して出力端子T1に接続されている。

【0013】また、出力目標波形信号（正弦波基準信号）を作るための発振信号を出力する電圧制御型発振器（以下「VCO」という）6の出力側は周波数低下手段としての分周器7の入力側に接続され、分周器7の出力側は出力目標波形信号を発生する正弦波基準信号形成回路としての正弦波化回路8の入力側に接続され、正弦波化回路8の出力側は電子ボリューム（電子減衰手段）9の入力側に接続され、電子ボリューム9の出力側はLPF10を介してスイッチ制御回路としてのパルス幅変調器（以下「PWM」という）11の入力側に接続されている。

【0014】さらに、電圧検出器4の出力側はオペアンプ12の非反転端子に接続され、オペアンプ12の出力側は抵抗13を介して矩形波変換器14の入力側に接続され、矩形波変換器14の出力側はインバータ18の入力側および位相差検出器16の入力側に接続されている。電流検出回路5の出力側は矩形波変換器15を介して位相差検出器16の入力側に接続され、位相差検出器16の出力側はVCO6の入力側に接続されている。位相差検出器16の入力側は正弦波化回路8の出力側にも接続され、電流検出回路5の出力側は分周器7の入力側にも接続されている。

【0015】さらに、ナンド回路19の入力側はインバータ18および運・停制御器17の出力側に接続され、運・停制御器17の出力側はDフリップフロップ21の

D端子およびインバータ20の入力側に接続されている。Dフリップフロップ21のCK（クロック）端子はナンド回路19の出力側、そのR（リセット）端子はインバータ20の出力側、そのQバー（反転出力）端子は正弦波化回路8、電子ボリューム9およびPWM11のR（リセット）端子に接続されている。また、インバータ20の出力側はカウンタ22のR端子に接続されている。カウンタ22としては例えばμPD4024（日電）を用いればよい。カウンタ22のCK端子は分周器7の出力側、そのQ6（出力）端子はインバータ23の入力側に接続されている。インバータ23の出力側は抵抗24を介して矩形波変換器24の入力側に接続されている。

【0016】このような接続、構成の携帯用交流電源装置は単独運転、並列運転共に可能であるが、並列運転を行なう場合は自機の出力端子T1と他機の出力端子T1とを接続することにより行なう。

【0017】次に、図1の携帯用交流電源装置の動作について説明する。

【0018】交流発電機1から出力される交流は整流平滑回路2で整流平滑されて直流電力となる。この直流電力はPWM11により制御されるブリッジ型インバータ回路3aにより交流電力に変換され、LPF3bを介して出力端子T1から負荷へ出力される。電圧検出器4から出力される出力電圧信号aは図2（a）に示すように正弦波状であり、この信号aはオペアンプ12を介して矩形波変換器14に入力され、図2（b）に示すような矩形波信号bとしてインバータ18および位相差検出器16へ出力される。電流検出回路5からの後述の出力電流信号を入力して矩形波変換器15から出力される信号b'も同様の矩形波信号であり、位相差検出器16に入力される。位相差検出器16は信号b、b'の位相差に応じた位相差電圧をVCO6へ出力し、VCO6の発振周波数を制御する。

【0019】周波数を制御されてVCO6から出力される発振信号は分周器7で分周され、クロック信号として正弦波化回路8に入力される。正弦波化回路8は上記クロック信号により階段状の正弦波信号を発生し、その正弦波信号は電子ボリューム9へ出力される。電子ボリューム9は上記正弦波信号の阻止、通過および通過時の減衰度を制御し、このように制御された正弦波信号はLPF10を介してPWM11に入力され、上記正弦波信号によりパルス幅変調されたパルスがPWM11から出力される。LPF10は上記階段状正弦波信号の階段部分を除去して滑らかな正弦波信号とするためのフィルタである。PWM11から出力されるパルスによりブリッジ型インバータ回路3aを構成する各ゲートの通電時間が制御され、上記LPF10からの正弦波信号に応じたパルス幅のパルス列としてブリッジ型インバータ回路3aから出力され、ブリッジ型インバータ回路3aの出力は

5

LPF3bにより正弦波状の交流電力となり、電圧検出器4を介して出力端子T1から出力される。

【0020】運・停制御器17を運転状態に設定すると、図2(c)に示すように、運・停制御器17の出力信号cは「L」レベル(停止状態)から「H」レベルとなる。

【0021】Dフリップフロップ21のD端子には上記出力信号c、そのCK端子には矩形波信号bを反転した信号と出力信号cのナンド信号d(図2(d)参照)、そのR端子には出力信号cの反転信号f(図2(f)参照)が入力される。Dフリップフロップ21のQバー端子は、上記信号c、d、fに応じた信号Qバー(図2(e)参照)を出力する。信号Qバーと信号c、d、fの関係を表に示す。表において、↑はパルス信号dの立上り部分、↓は立下り部分を示し、sはDフリップフロップ21のS端子上の信号を示し、信号sは常に「L」レベルである。また\*は「L」、「H」のいずれでも良いこと(don't care)を示す。

【0022】

【表1】

d	c	f	s	$\overline{Q}_{n+1}$
↑	L	L	L	H
↑	H	L	L	L
↑	*	L	L	$\overline{Q}_n$
*	*	H	L	H

自発電機が他発電機と並列に接続され、他発電機から交流出力電圧が供給されているときには、運・停制御器17を運転状態として信号cを「H」レベルとすることにより、表の3行目に示すように、信号Qバーは信号dの最初の立上りで「L」レベルとなり(図2(d)(e)参照)、正弦波回路8のリセット状態は解除され、出力目標波形信号が回路8から電子ボリューム9へ出力される。これにより、電子ボリューム9から、選択された出力目標波形の信号が出力され、自発電機は交流出力を負荷へ供給することができる。出力目標波形の信号は、交流出力の電圧信号と出力目標波形信号とを適切な割合で混合した信号である。しかし、他発電機から交流出力電圧の供給がない場合には、Dフリップフロップ21のCK端子にはパルス信号の供給がなく、そのQバー端子は最初の状態である「H」レベルの状態(表の5行目参照)を維持し、正弦波回路8はリセット状態のままであり、従って回路8からは出力目標波形信号は出力されず、自発電機は交流出力を負荷へ供給することができない。

6

【0023】カウンタ22は上記不具合を解消するためのもので、携帯用交流電源装置が単独でも立ち上がることができるようにするものである。すなわち、運・停制御器17を運転状態として、信号cを「H」、信号fを「L」とすると、カウンタ22のリセット状態は解除され、分周器7からのクロックにより所定時間経過後、出力端子Q6のレベルは「L」から「H」、そして「H」から「L」へ変化し、インバータ23の出力信号レベルは「H」から「L」、そして「L」から「H」へ変化する。これにより、表から分かるように、Dフリップフロップ21の出力信号Qバーは「L」レベルとなり、正弦波化回路8のリセット状態は解除されるので、自発電機は、回路8から出力される出力目標波形信号に基づいた波形の交流電力を出力することができる。

【0024】なお、他発電機がすでに立上りがしている場合には、自発電機は他発電機の波形に合わせて立上げなければならない。そうでないと、立上がると同時に発電機が過負荷となり、使用中の負荷への通電が中断したり、PWMスタート時の波形がくずれ、インバータ回路のFETを破壊するおそれがある。本実施例においては、立上げ時の出力目標波形の信号が交流出力の電圧信号であっても出力目標波形信号であっても他発電機の出力位相と立上げ時に合致するようになっている。これは、後述するように正弦波化回路8等のリセット端子で行なう。

【0025】次に、図1の構成要素1～5、10、11について図3～図5を用いて詳細に説明する。

【0026】図3～図5は図1の構成要素1～5、10、11とその関連回路を示す構成図である。図3において、1aは交流発電機1の固定子に独立して巻装された三相出力巻線、1bは単相補助巻線である。また交流発電機1の回転子(図示せず)には多極の永久磁石の磁極が形成されており、エンジン(図示せず)によって回転駆動されるように構成されている。三相出力巻線1aの出力端は、3つのサイリスタと3つのダイオードとで構成されるブリッジ整流回路2aに接続され、ブリッジ整流回路2aの出力端は平滑回路2bに接続される。上記ブリッジ整流回路2aと平滑回路2bとは整流平滑回路2を構成する。

【0027】単相補助巻線1bの出力端は、正極、負極出力端子E、Fを有する定電圧供給装置A1に接続される。定電圧供給装置A1は2組の整流回路、平滑回路、定電圧回路A1aから成り、単相補助巻線1bからの一方の方向の電流に対しては一方の組の各回路が働き、一方の方向と反対の方向の電流に対しては他方の組の各回路が働き、これによって出力端子E、Fにそれぞれ正負の定電圧が出力される。

【0028】A2はサイリスタ制御回路であり、電源入力側の一端が定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに接続され、他端が平滑回路4の正極側端子とともに接地さ

れる。サイリスタ制御回路A2の信号入力端はコンデンサC1、抵抗R1～R3の直列回路で構成され、コンデンサC1側の一端は定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに接続され、抵抗R3側の他端は平滑回路4の負極側端子に接続される。抵抗R1と抵抗R2との接続点はトランジスタQ1のベースに、このトランジスタQ1のコレクタはトランジスタQ2のベースに、このトランジスタQ2のコレクタはブリッジ整流回路2aの各サイリスタのゲート入力回路に接続され、抵抗R1と抵抗R2との接続点の電位に応じてゲート入力回路の入力信号を制御するように構成されている。

【0029】コンデンサC1と抵抗R1との接続点Kには過渡抑制回路A3の出力側が接続される。過渡抑制回路A3によれば、定電圧供給装置A1の正極出力端子E側に設けられた定電圧回路A1aの入力側(G)にツェナーダイオードD1のカソード側が接続され、ツェナーダイオードD1のアノード側が抵抗を介して定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続されるとともに、オペアンプから成る反転比較器A31の反転端子(−)に接続され、反転比較器A31の非反転端子(+)は抵抗を介して接地される。反転比較器A31の出力側はNOR回路A32の入力側に接続され、一方NOR回路A32の入力側のもう1つの端子には発電機の過電流状態など、保護が必要な状態になっていることを検出するための保護装置A4が接続され、保護が必要な状態を検出した時に「H」レベル信号がNOR回路A32に供給される。NOR回路A32の出力側はインバータA33、抵抗を介してトランジスタQ3のベースに接続される。トランジスタQ3のエミッタは定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続され、一方コレクタは、抵抗R4を介して定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに接続されるとともにコンデンサC2を介して定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続される。コンデンサC2の正極端子にはトランジスタQ4のベースが接続され、トランジスタQ4のコレクタは定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに接続され、一方エミッタは、ダイオードD2のアノードに接続されるとともにサイリスタ制御回路A2のコンデンサC1と抵抗R1との接続点Kに接続される。ダイオードD2のカソードはコンデンサC2の正極端子に接続される。

【0030】平滑回路2bの出力側は図4に示すブリッジ型インバータ回路3aに接続される。ブリッジ型インバータ回路3aは4つのFETQ5～Q8から成るブリッジ回路で構成され、FETQ5、Q6のドレインと共通ラインLNとの間には負荷電流値を検出する電流検出用抵抗(電流検出器)R31、R32が設けられている。FETQ5～Q8の各ゲート端子に接続される駆動信号回路に関しては後述する。

【0031】ブリッジ型インバータ回路3aの出力側はLPF3bを介して負荷(図示せず)が接続される出力

端子T11、T12に接続される。LPF3bは、負荷に対し直列接続されるコイルL1、L2、及び負荷に対し並列接続されるコンデンサC3で構成される。

【0032】4は電圧検出器、5は電流検出回路で、検出器4の出力端子T4および検出器5の出力端子T5、Pはオペアンプ12および矩形波変換器15、分周器7の入力側に接続される。

【0033】電流検出回路5において、一対の電流検出用抵抗R31、R32とFETQ5、Q6との接続点M、Nは2段増幅器の入力側オペアンプ51の非反転入力端子(+), 反転入力端子(−)に接続され、オペアンプ51の出力側は2段増幅器の出力側オペアンプ52に接続される。そして、オペアンプ52の出力側は矩形波変換器15に接続されると共に、オペアンプ53、54の入力側に接続される。

【0034】ブリッジ型インバータ回路3aの一対の電流検出用抵抗R31、R32にはブリッジ型インバータ回路3aの出力電流(負荷電流)に応じた電圧が生じる。図15(a)に接続点Mの検出電流波形を示す。接続点Nの検出電流波形は図6(b)に示すように図15(a)と逆相の関係になる。接続点M、Nの検出電流波形信号(出力電流信号)は電流検出回路5のオペアンプ51の非反転入力端子(+), 反転入力端子(−)に入力される。オペアンプ51は積分回路を構成しており、入力された接続点M、Nの電位信号は高周波成分が除去され、接続点Mの電位信号のみに着目した場合には直流成分および商用周波数成分を含む信号がオペアンプ51の出力側に現われる。この信号は積分回路を構成するオペアンプ52で反転増幅されることにより図15(c)に示すような高周波成分が除去された商用周波数の信号となり、オペアンプ53、54に出力される。オペアンプ53、54はオペアンプ52から出力される出力電流信号を全波整流し、LPF55へ出力する。LPF55は上記全体整流信号を平滑し、オペアンプ56の非反転端子(+)へ出力する。オペアンプ56は比較器を構成し、抵抗R51とR52とによる正極出力端子Eの電圧の分圧レベルと非反転入力端子(+)への入力信号レベルとを比較し、入力信号レベルが上記分圧レベルを越えたときに端子Eの電位と同じ正電位の「H」レベル信号を分周器7へ出力する。入力信号レベルが上記分圧レベルを越えないときには負極出力端子Fの電位と同じ負電位の「L」レベル信号を分周器7へ出力する。

【0035】LPF3bを構成するコンデンサの両端Hは、分割抵抗や差動アンプから成る歪検出回路A5(図5)に接続される。歪検出回路A5は、出力端子T11、T12に現れる出力電圧の波形どうしを直接比較することによって出力の波形歪あるいはオフセット成分を検出し、検出信号を出力するものである。そして、この検出信号は端子T4に電圧検出信号(電圧波形の位相検出)としても出力される。

【0036】図5において、10はLPF、11はPWMである。電子ボリューム9の出力側はLPF10のオペアンプの反転入力端子(－)に接続される。このLPF10は、電子ボリューム9から出力される階段状の正弦波を滑らかな正弦波とするものである。LPF10の出力側は歪補正回路A6のオペアンプの反転入力端子(－)に接続され、オペアンプの非反転入力端子(＋)には歪検出回路A5の出力側が接続される。歪補正回路A6は、電子ボリューム9からLPF10を介し出力される正弦波レベルを歪検出回路A5から出力される検出信号で補正し、補正された正弦波信号を出力するものである。

【0037】図5において、111は矩形波発振器であり、この矩形波発振器111で発振される矩形波の周波数はLPF10から出力される正弦波の周波数よりも格段に大きい値に設定される。矩形波発振器111の出力側は積分回路112に接続され、積分回路112は矩形波を積分して三角波信号に変換する。

【0038】LPF10から出力され、歪補正回路A6で補正された正弦波信号と積分回路112から出力される三角波信号とは重畳されてインバータバッファ110(パルス幅変調回路)に供給される。インバータバッファ110は所定のしきい値(スレッショールドレベル)を有し、このしきい値を越えたレベルの信号が入力したときは「L」レベルの信号を出力し、一方しきい値以下のレベルの信号が入力したときは「H」レベルの信号を出力し、いわゆるパルス幅変調(PWM)信号を形成するものであり、例えばゲート端子への入力信号に対し固定されたしきい値を有するCMOSゲートICで構成する。

【0039】インバータバッファ110の出力側は、インバータ113を経てNAND回路114の一方の入力端に入力するとともにそのまま直接NAND回路115の一方の入力端にも入力する。NAND回路114の他方の入力端とNAND回路115の他方の入力端には過渡抑制回路A3のNOR回路A32の出力端Jが接続される。

【0040】NAND回路114の出力端はトランジスタQ9、Q10から成る第1のアッシュュアル増幅器に接続される。第1のアッシュュアル増幅器のトランジスタQ9のコレクタは定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに、トランジスタQ10のコレクタは定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続される。

【0041】上記第1のアッシュュアル増幅器の出力端(トランジスタQ9、Q10のエミッタどうしの接続点)はダイオードD7のアノードとダイオードD8のカソードとの接続点に接続される。ダイオードD7のカソードは定電圧供給装置A1の正極出力端子Eに、ダイオードD8のアノードは定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続される。ダイオードD7、D8は後述のバル

ストランスで発生するサージを吸収するためのものである。

【0042】ダイオードD7のアノードとダイオードD8のカソードとの接続点は、低周波成分カット用のコンデンサC4を介してパルストランスA、Cの一次側コイルL3、L4の各一端に接続される。これら一次側コイルL3、L4の各他端は定電圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続される。コンデンサC4は、周波数の高圧供給装置A1の負極出力端子Fに接続される。コンデンサC4は、周波数の高いPWM搬送周波数信号のみを通し、低周波成分は通さないような定数値に設定される。

【0043】またNAND回路115の出力端は上記同様、トランジスタQ11、Q12から成る第2のアッシュュアル増幅器に接続され、第2のアッシュュアル増幅器の出力端はダイオードD9のアノードとダイオードD10のカソードとの接続点に接続される。この接続点は、上述のコンデンサC4と同様にPWM搬送周波数信号のみを通し、低周波成分は通さないような定数値に設定されたコンデンサC5を介してパルストランスB、Dの一次側コイルL5、L6の各一端に接続される。

【0044】次にインバータ回路3aのFETQ5～Q8の各ゲート端子に接続される駆動信号回路について説明する。パルストランスAの二次側の一端は、抵抗R5、復調用のコンデンサC6、抵抗R6とダイオードD13との並列回路を経てFETQ5のゲート端子に接続され、一方パルストランスAの二次側の他端はFETQ5のソース端子に接続される。コンデンサC6と、抵抗R6、ダイオードD13から成る並列回路との接続点は、ツェナーダイオードD5、D6の直列回路を介してパルストランスAの二次側の前記他端に接続される。ダイオードD13はアノードがFETQ5のゲート端子側になるように、またツェナーダイオードD5、D6は互いにアノードどうしが向き合うように接続される。

【0045】各パルストランスB、C、Dの二次側と、対応する各FETQ6～Q8のゲート端子との間にも、パルストランスAの二次側とFETQ5のゲート端子との間に設けられた回路と全く同様な回路が設けられる。

【0046】図5において、インバータ116とアンド回路117はPWM信号のゲート回路を構成し、Dフリップフロップ21からの信号Qバーが「L」となることによりゲート開となる。従って、PWM信号は信号Qバーの立下り時点すなわち交流出力電圧の正勾配のゼロクロス点から出力されることになる。

【0047】図6は、交流出力電圧信号の矩形波変換器14の一例を示す回路図であり、この回路はオペアンプを使用した正帰還増幅回路である。交流出力電圧の位相に応じた位相の正弦波信号は電圧検出器4から出力され、オペアンプ12を介して矩形波変換器14に入力され、矩形波変換器14で正帰還増幅され、急峻な立上り、立下り特性を持つ矩形波信号bとなる。



## 11

【0048】図7は、交流出力電流信号の矩形波変換器15の一例を示す回路図であり、この回路はオペアンプを使用した高増幅度回路である。矩形波増幅器15には、負荷電流の位相に応じた位相の正弦波信号（出力電流信号）が電流検出回路5から入力され、急峻な立上り、立下り特性を持つ矩形波信号b' となって出力される。

【0049】図8は、位相差検出器16の一例を示す回路図である。この位相差検出器16の動作を図9を用いて説明する。矩形波変換器14から出力され、交流出力の電圧位相を示す矩形波信号g（図9（a））および矩形波変換器15から出力され、交流出力の電流位相を示す矩形波信号h（図9（b））は入力端子16T1及び16T2を介してナンド回路161に入力され、ナンド信号i（図9（c））となる。信号iと信号gはナンド回路162に入力され、信号iと信号hはナンド回路163に入力され、それぞれナンド信号g'（図9（d））、h'（図9（e））となる。信号g'とh'とはナンド回路164に入力されナンド信号i'（図9（f））となる。図9（a）、（b）および（f）から分かるように、ナンド信号i'は交流出力の電圧と電流の位相差に応じたパルス幅のパルスであり、進み位相の矩形波信号gの前端および後端が立上り部分となるパルスである。

【0050】インバータ165、168とナンド回路166、167とコンデンサ16Cと抵抗16R1、16R2とは、交流出力の電圧と電流の位相差に応じた電圧を発生するための位相差／電圧変換部を構成する。信号j（図9（g））は、正弦波化回路8から出力されるパルスを入力端子16T3を介して入力し、インバータ165で反転して得られた信号であり、VCO6から出力される発振信号の位相を示す信号であり、この信号jの周波数は出力目標波形信号の倍周期となっており、すなわち交流出力波形のうちの半サイクルについて、この半サイクルを前半、後半に分けることによって位相差信号iが遅れ位相か進み位相かを判別する基準信号となっている。また信号jは信号i'のゲート区間を定めるものである。図8においては、信号jが「H」の区間、信号i'がナンド回路166から出力される。信号jが「L」の区間においてはナンド回路167から信号i'が出力されることとなるが、信号jの「L」の区間においては信号i'は「L」であるので、ナンド回路167の出力信号つまりインバータ168の出力信号1には変化は生じない。すなわち図9（h）、（i）に示すように、信号kが信号i'が「H」となる度に「L」となるのに対して、信号1は「L」を維持する。ここで、「H」レベル、「L」レベルとは例えば8V、-8Vであり、信号kが「H」、信号1が「L」の場合には、8Vと-8Vが打ち消しあって、信号m（図9（j））は0Vとなる。次に、信号kが「L」となると、信号kも

## 12

1も「L」となるので、-8Vに向かって放電され、次に信号kが「H」となると同図に示すように0Vに向かって充電され、結局、0Vと-8Vとの間で平均電圧のレベルが変化する。なお、上記のタイムチャートは交流電力の電流が電圧よりも遅相である場合についての例であるが、電流が電圧よりも進相の場合には、図9（k）に示すように、0Vと+8Vとの間で平均電圧のレベルが変化するることになり、信号jが出力目標波形の倍周期になっていることを合わせると、全体として位相差に応じた-4V～+4Vの間の電圧を発生することになる。上記位相差に応じた電圧は出力端子16T4からVCO6へ出力される。

【0051】図10は、VCO6の一例を示す回路図であり、可変容量ダイオードにより発振周波数を制御するものである。すなわち、可変容量ダイオードに印加される逆バイアス電圧が増加すると、その接合容量が減少することを利用するものであり、例えば、逆バイアス電圧の増加により周波数を高めることができ、交流出力の電圧が電流より進相の場合は周波数を高め、遅相の場合は周波数を低めることができる。VCO6には上記位相差検出器16から位相差に応じた電圧が入力端子6T1を介して入力され、VCO6はその電圧に応じた周波数の発振信号を出力端子6T2から出力する。なお、VCO6に水晶振動子を用いた場合は周波数は安定するが、組合せ容量値により±0.01%程度の変化は可能である。

【0052】図11、分周器7の一例を示す回路図であり、例えばカウンタ4040、4017等から構成される。分周器7の入力端子7T1にはVCO6から発振信号が入力され、この信号を分周した分周信号が出力端子7T2から出力される。

【0053】また、SW71は出力端子7T2から出力される分周信号の周波数を決定するスイッチであり、正電圧を供給する正極出力端子E側又は負電圧を供給する負極出力端子F側に接続されたときは正弦波化回路8から出力される正弦波信号が50Hz又は60Hzとなるような周波数の分周信号が出力端子7T2から出力される。端子Pは電流検出回路5と接続され、電流検出回路5が過負荷を検出したときは「H」レベルの正電位、過負荷を検出しないときは「L」レベルの負電位が入力され、従って過負荷のときは正弦波化回路8から出力される正弦波信号は50Hzとなる。

【0054】図12は、正弦波化回路8の一例を示す回路図であり、例えばマルチプレクサ4051等から構成される。マルチプレクサ4051の端子Xは出力端子であり、端子A、B、Cの状態に応じて入力端子X0～X7のいずれか一つと接続される。各入力端子X0～X7は各分圧抵抗の接続部と接続されている。各接続部には、その電気的位置に応じた電圧が生じており、これら各レベルの電圧を順次、各入力端子X0～X7を介して出力端子Xから出力することにより、階段状の正弦波信

号を得ることができ、この正弦波信号は電子ボリューム9へ端子8T4を介して出力される。また、クロック信号も正弦波化回路8から電子ボリューム9へ端子8T6を介して出力される。なお、図12において、8T1は分周器7からの分周信号の入力端子、8T2は発振信号の位相を示すパルス位相差検出器16へ出力する出力端子、8T3および8T5はリセット端子である。端子8T3、8T5には信号Qバーが入力されるので、信号Qバーの立下り時すなわち交流出力電圧の正勾配のゼロクロス点から正弦波信号が発生し、交流出力電圧の位相と上記正弦波信号すなわち出力目標波形信号の位相とが合致する。

【0055】図13は、電子ボリューム9の一例を示す回路図であり、例えばマルチプレクサ4051等から構成される。入力端子9T1および9T4には、オペアンプ12および正弦波化回路8から交流出力の電圧信号および出力目標波形信号が出力目標波形を示す信号として入力される。また、入力端子9T2には正弦波化回路8からクロック信号が入力され、入力端子9T3にはDフリップフロップ21からリセット解除信号として信号Qバーが入力される。マルチプレクサ4051は、図12に示す正弦波化回路8のマルチプレクサ4051と同様の動作を行なうものであり、各入力端子X0～X7を出力端子Xに順次接続するものである。端子X0とXとが接続されている場合にはオペアンプ12からの交流電力の電圧信号が端子Xを介して端子9T5からLPF10へ出力され、端子X7とXとが接続されている場合には正弦波化回路8からの出力目標波形信号が端子Xを介して端子9T5からLPF10へ出力される。端子X0とX7との間に位置する各端子X1～X6は、それぞれの位置に応じて、交流電力の電圧信号成分がより多い信号あるいは出力目標波形信号成分がより多い信号を出力する。例えば、端子X1とXとが接続された場合には、交流電力の電圧信号成分の方が出力目標波形信号成分よりも多い信号となる。このようにして、目標とする信号を適当に調整することができ、立上り時の過負荷状態を回避でき、スムーズな並列運転への移行を実現できる。従って、電子ボリューム9においては、始動時において、端子9T1に入力される交流電圧信号を端子9T4に入力される出力目標波形信号に優先させ、上記交流電圧信号に応じてインバータ回路3a(図4)のスイッチング制御を行なわせることができる。また、始動後において、インバータ回路3aのスイッチング制御の出力目標波形を上記交流電圧信号の波形から上記出力目標波形信号の波形へと徐々に切り換えていくようにすることができる。なお、電子ボリューム9には信号Qバーがリセット端子9T3に入力されるので、信号Qバーの立下り時点すなわち交流出力電圧の正勾配のゼロクロス点から正弦波信号が出力されることとなる。これはこのゼロクロス点ではPWM変調率がゼロで、FETのPWMスター

ト時に駆動波形が最も安定している状態となり、安全に立上るためである。

【0056】上述したように、位相差電圧によりVCO6の発振周波数を自動制御でき、各発電機の交流出力電圧と出力電流の位相を自動的に合致させるようにできるので、並列運転状態の各発電機(何台でもよい)の出力位相を自動的に一致させることができる。

【0057】また、電流検出回路5において過負荷を検出したときは60Hzから50Hzとするようにしたので、例えば50Hz、60Hz共用の誘導電動機を60Hzで使用している場合にも過負荷状態が検出された場合は、これを一時的に50Hz出力に切り換えることによって負荷への供給電流を低下させて、この電流供給能力範囲内で継続して通電を行うことができるようになり、このように電動機等の負荷に対して起動特性を改善することができる。なお、上記実施例では60Hzから50Hzへと周波数を変化させる場合について説明したが、45Hz等の更に低い周波数に変化させるようにしてもよい。

【0058】なお、力率1においては交流出力の電圧と電流の位相は一致してその位相差は無くなるが、力率が1でない場合、すなわち負荷が誘導負荷あるいは容量負荷の場合には、電圧と電流は一致しない。しかし、他発電機においても自発電機と同様の電圧・電流間の位相差を生じるので、相互間電流が発生することはない。つまり、電圧・電流間に位相差を生じた状態で安定に並列運転が行なわれる。このような低力率時には交流出力周波数が力率1のときとずれるが、ずれは0.01%以内であり、商用電源の変動より少ない。

【0059】図14は、並列運転時の使用可能出力を説明するためのグラフであり、特性S1とS2の2台の発電機を並列運転する場合を示す。IAは最大電流で、このときの電圧はVMであり、特性S2においては電圧VMにおける出力電流はIBである。従って、最大合計出力PMは、

$$PM = VM (IA + IB) VA$$

となる。

【0060】なお、VX、VYは出力電圧の設定ばらつきであり、電圧変動率  $(VX - VM) / VX$  は所定範囲内とする必要がある。

【0061】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、発電機主出力巻線から出力される交流を整流、平滑して得られた直流をインバータ回路を介して所定周波数の交流出力として出力するように構成した携帯用交流電源装置において、前記所定周波数の基準信号を出力する基準信号形成回路と、前記基準信号に基づいて前記インバータ回路をスイッチング駆動することにより前記所定周波数の交流出力を形成させるスイッチング制御回路と、負荷電流を検出する電流検出回路と、前記負荷電流信号により過負



荷状態か否かを検出する過負荷検出回路と、過負荷状態が検出されたときに前記基準信号の周波数を自動的に低下させる周波数低下手段とを備えたことにより、誘導電動機等のように周波数の低い方が起動電力の少ない機器を起動する場合に電源装置側の一時的な過負荷負担を軽減しつつその起動特性を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による携帯用交流電源装置の一実施例を示す回路図である。

【図2】図1の実施例の動作を説明するためのタイムチャートである。

【図3】図1の実施例の構成の一部を詳細に示す回路図である。

【図4】図1の実施例の構成の一部を詳細に示す回路図である。

【図5】図1の実施例の構成の一部を詳細に示す回路図である。

【図6】矩形波変換器の一例を示す回路図である。

【図7】矩形波変換器の一例を示す回路図である。

【図8】位相差検出器の一例を示す回路図である。

【図9】図6の回路動作を説明するためのタイムチャー

トである。

【図10】VCOの一例を示す回路図である。

【図11】分周器（周波数低下手段）の一例を示す回路図である。

【図12】正弦波化回路（正弦波基準信号形成回路）の一例を示す回路図である。

【図13】電子ボリュームの一例を示す回路図である。

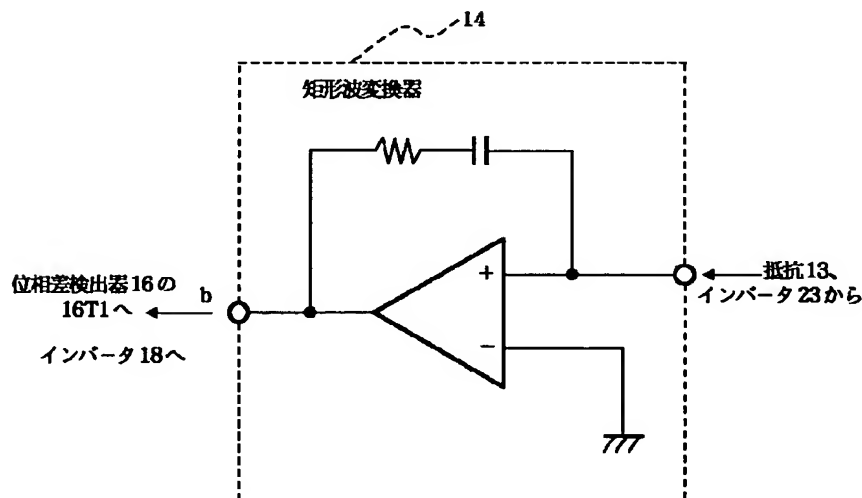
【図14】並列運転時の使用可能出力を説明するためのグラフである。

【図15】電流検出回路の各部の信号波形を示す波形図である。

【符号の説明】

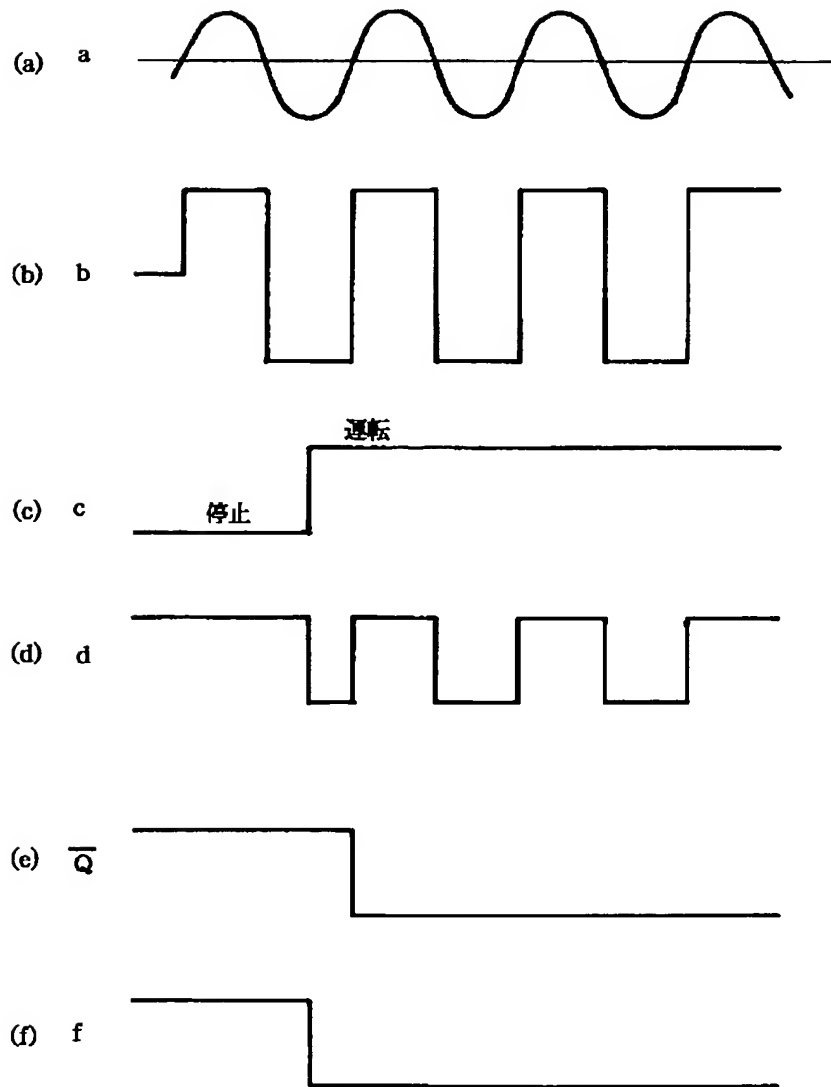
1	交流発電機
2	整流平滑回路
3 a	ブリッジ型インバータ回路
5	電流検出回路
7	分周器（周波数低下手段）
8	正弦波化回路（正弦波基準信号形成回路）
11	PWM（スイッチング制御回路）
R 3 1, R 3 2	電流検出用抵抗（電流検出器）

【図6】

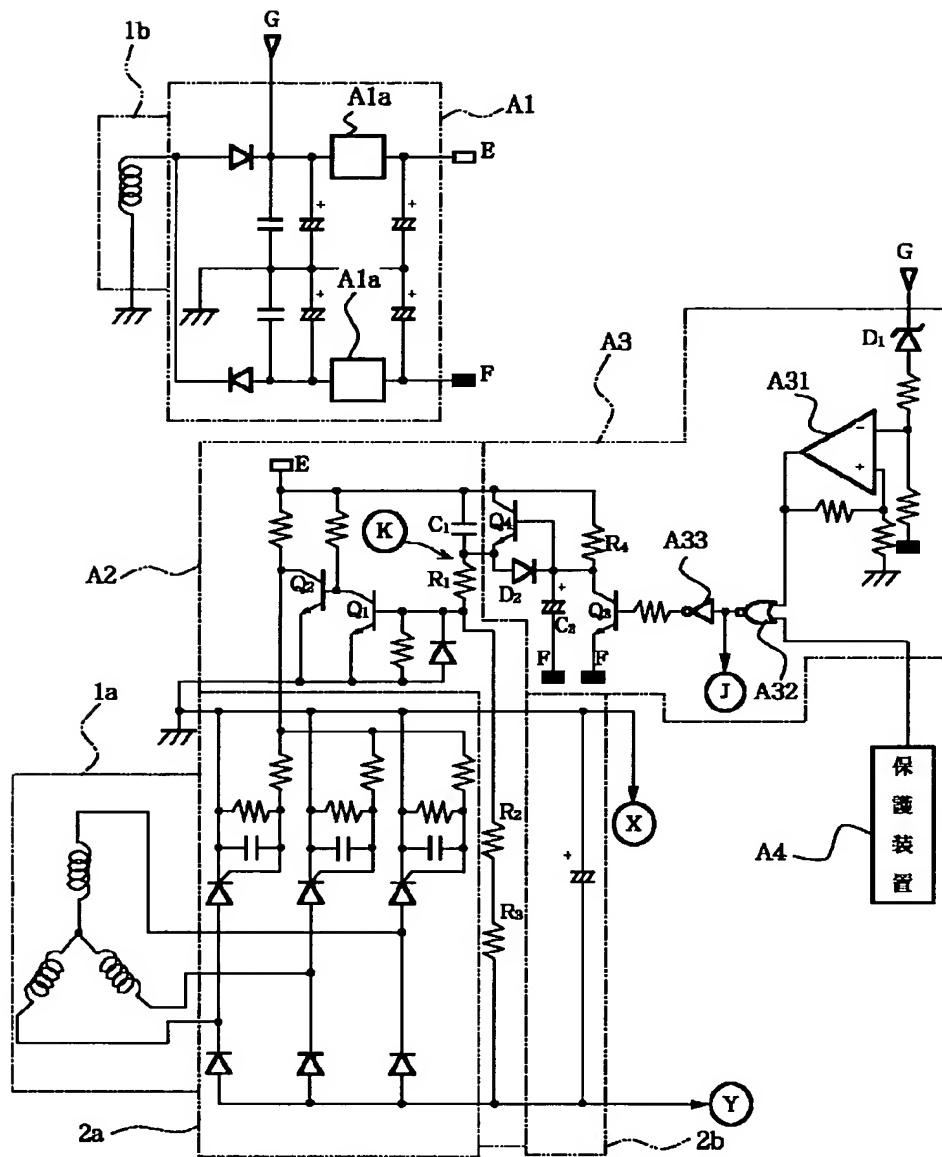


[illegible]

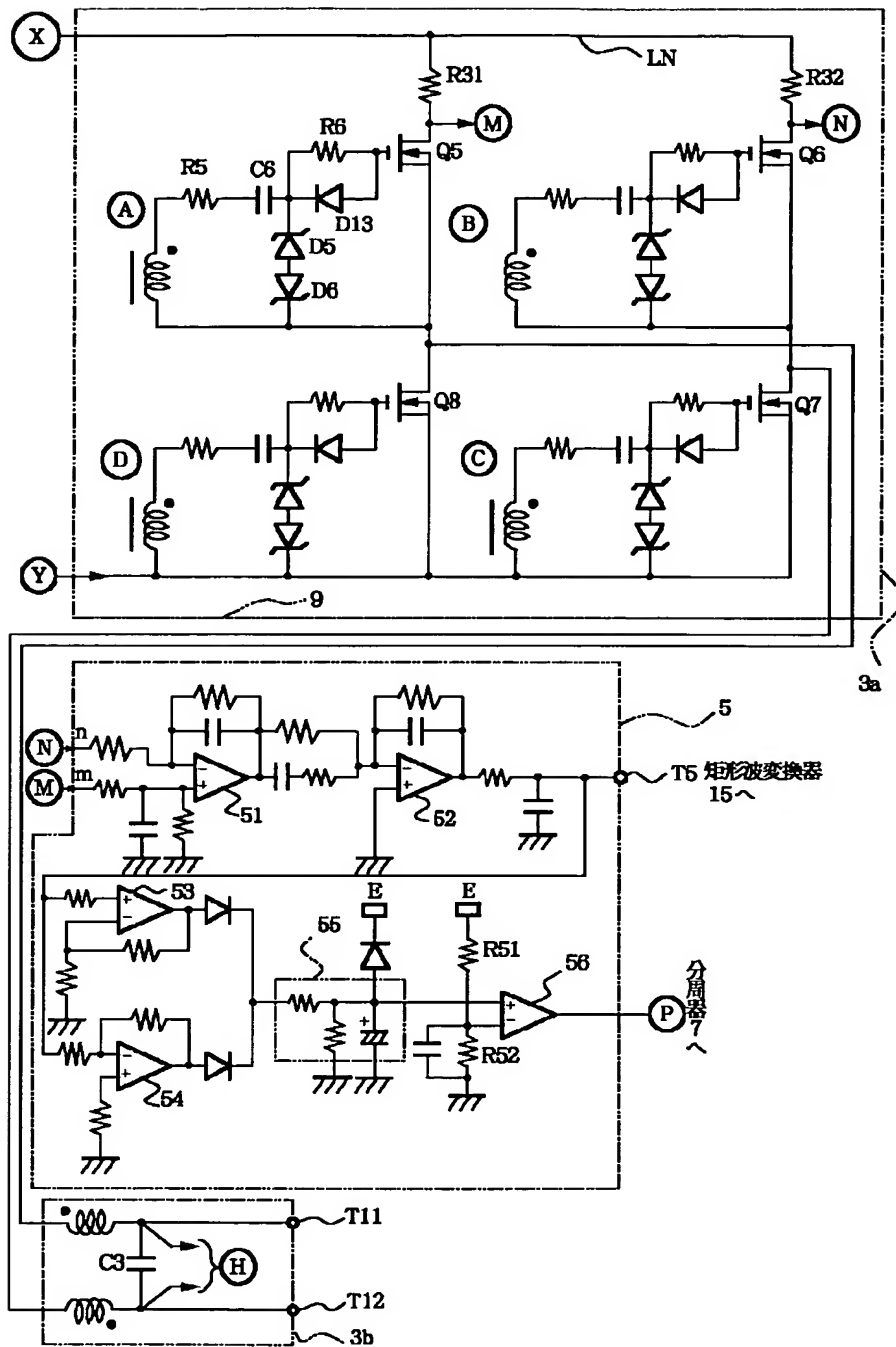
【図2】



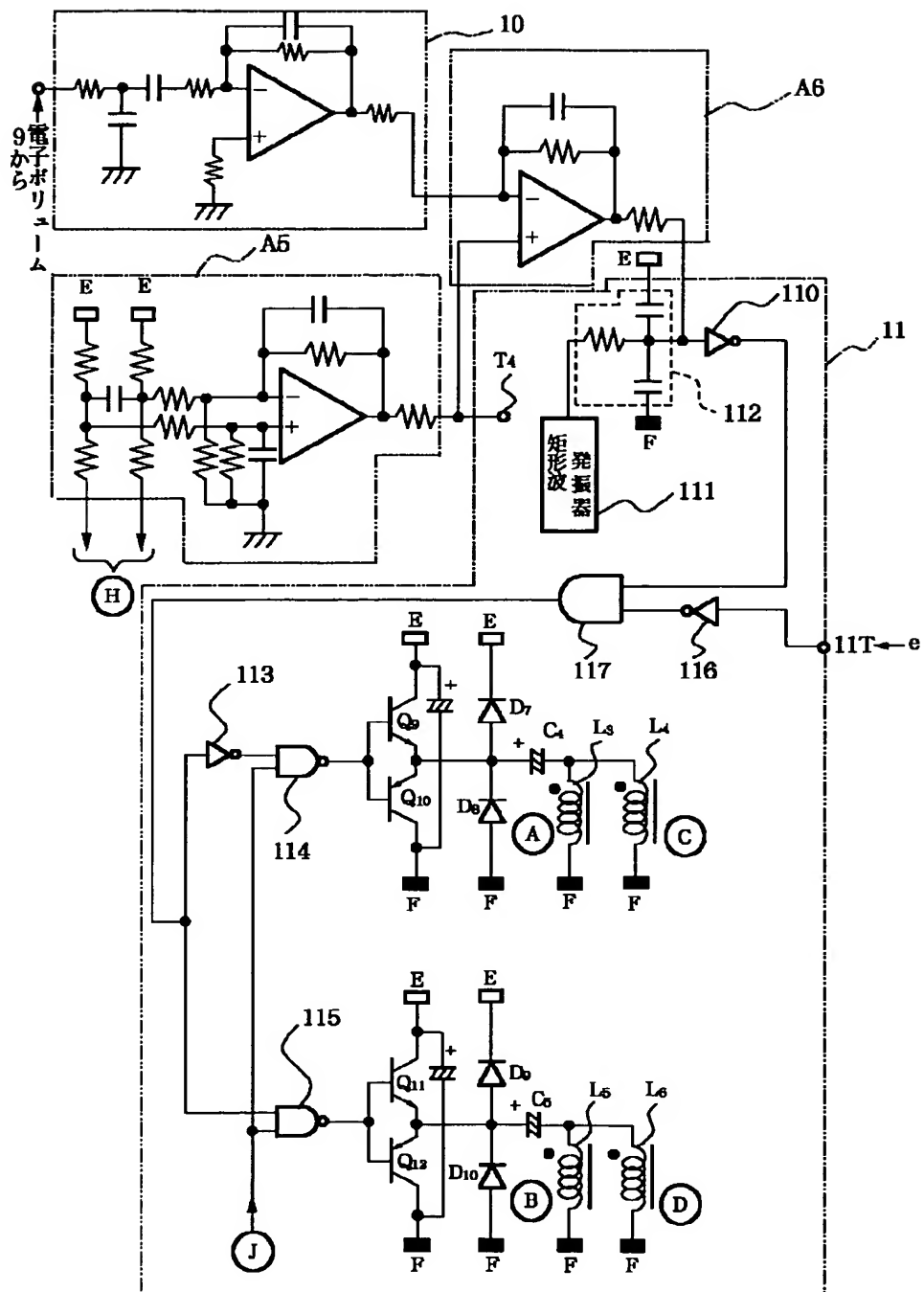
【図3】



【図4】

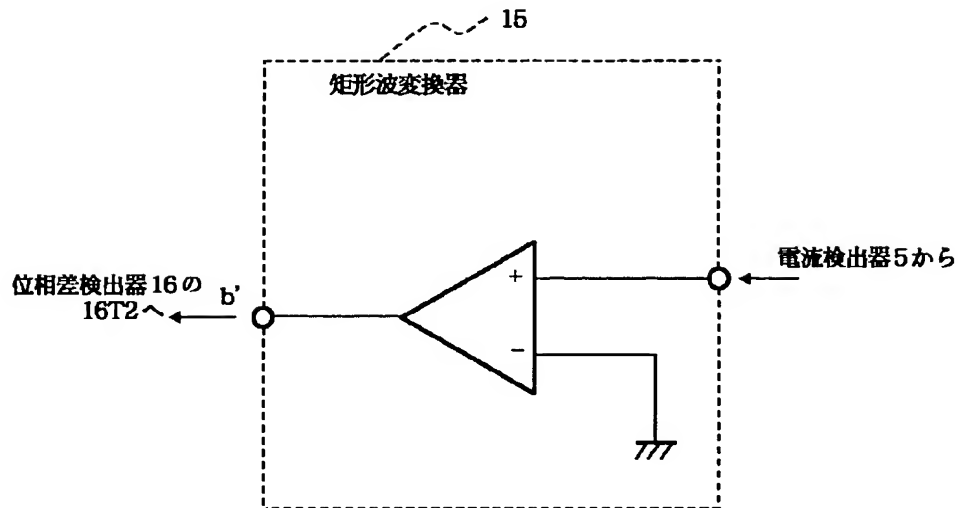


【図5】

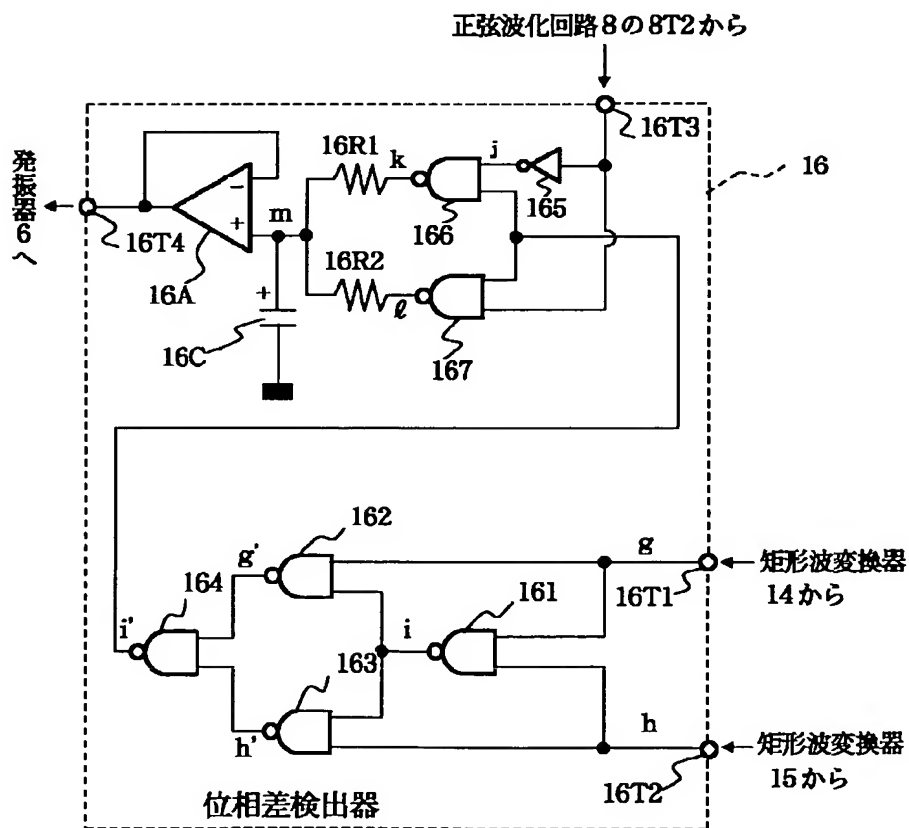




【図7】

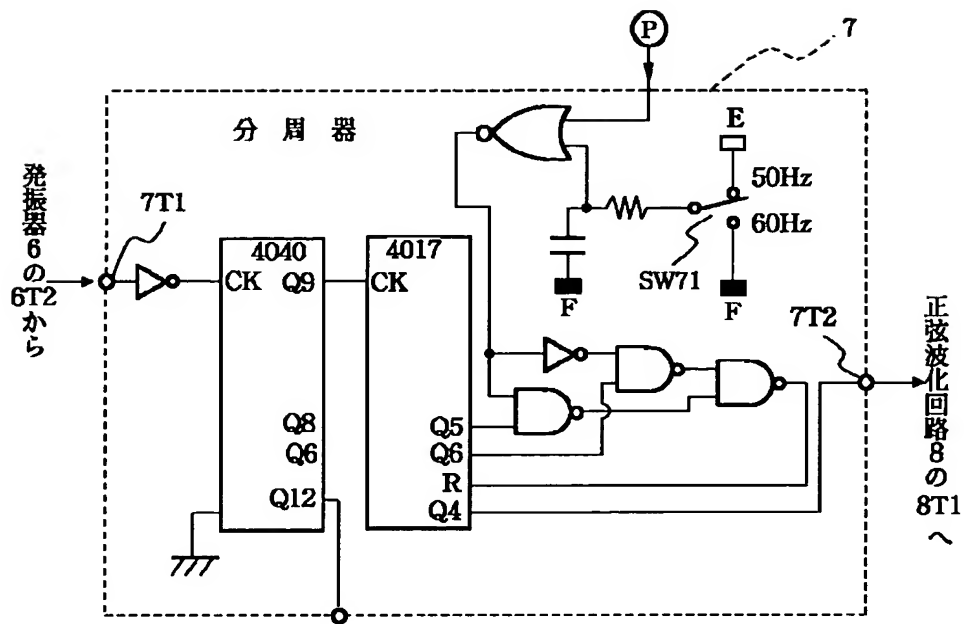


【図8】

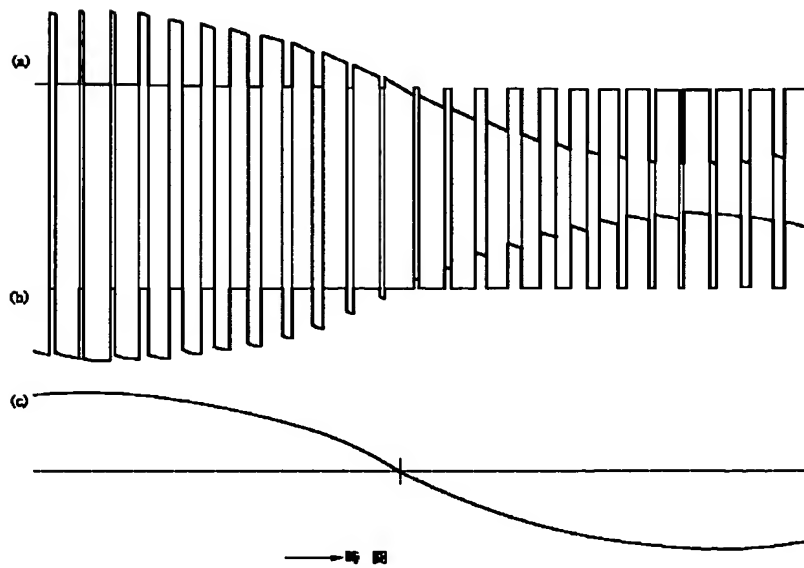




【図11】

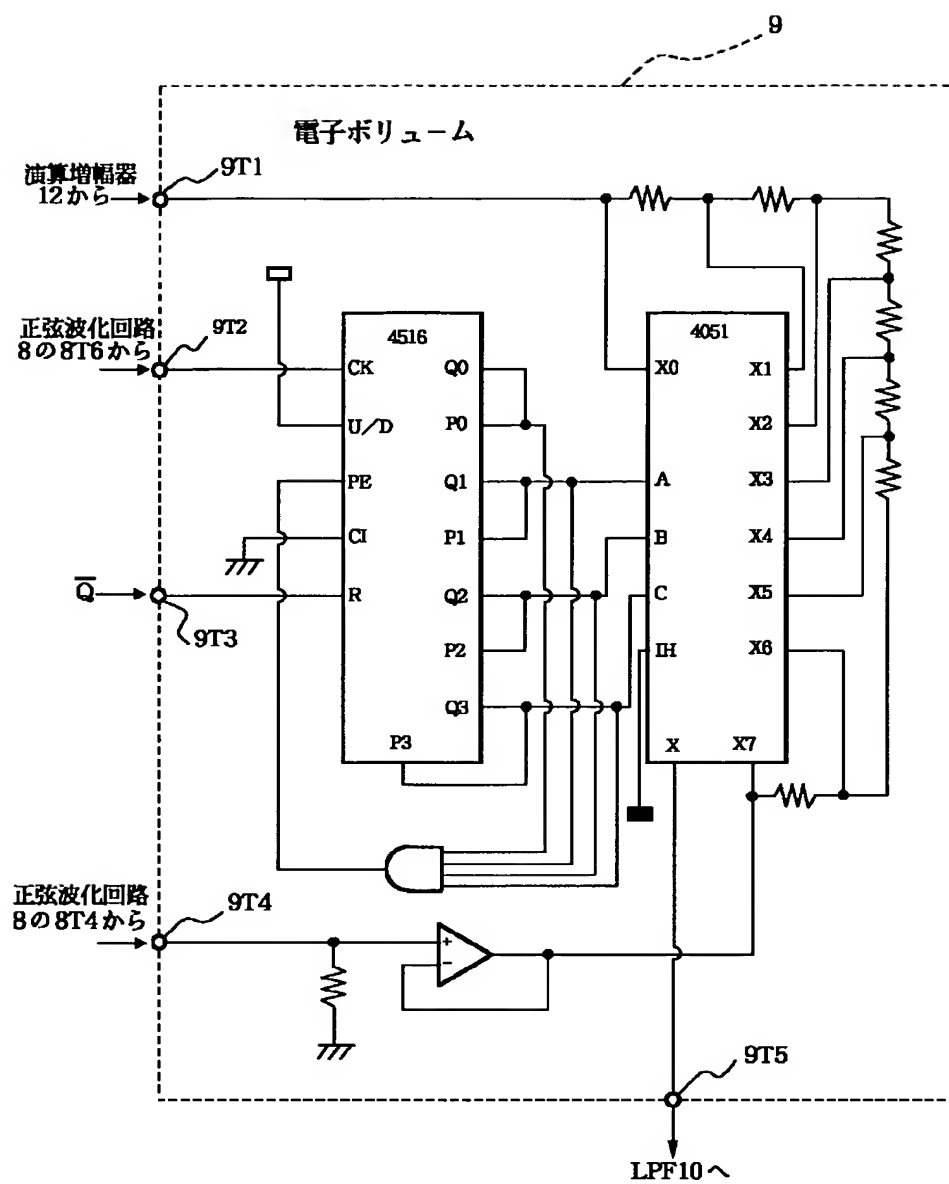


【図15】





【图13】



PAT-NO: JP405091751A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 05091751 A

TITLE: PORTABLE AC POWER SOURCE

PUBN-DATE: April 9, 1993

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

SHIMIZU, MOTOHISA

NAKAMURA, MASAFUMI

INT-CL (IPC): H02M007/48, H02P001/30 , H02P005/41

ABSTRACT:

PURPOSE: To temporarily lower an output frequency and to cope with the starting transient state of an induction motor, etc., by automatically lowering the frequency of a reference signal when an overload state is detected in an AC generator for forming an AC power by switching controlling an inverter circuit based on the reference signal.

CONSTITUTION: The output of an AC generator 1 is connected to a bridge type inverter 3a through a rectifying and smoothing circuit 2. An output of a VCO 6 which outputs an oscillation signal for forming an output target waveform signal is input to a frequency divider 7 as frequency reducing means. The output of the divider 7 is connected to a sine wave forming circuit 8 as a sine wave reference signal forming circuit. The output of the circuit 8 is input to a PWM 11 as a switch-controller through an electronic variable resistor 9 and an LPF 10. In this case, when an output of a current detector 5 is input to the divider 7 and an overload state is detected, the frequency of a sine wave reference signal is automatically reduced to alleviate a temporarily overload sharing of a power source when an induction motor, etc., is started.

COPYRIGHT: (C)1993,JPO&Japio